

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**ВОЛОШИН АНТОН ОЛЕКСАНДРОВИЧ**



УДК 537.86+621.372+621.396.67+621.396.69

**МІКРОМЕХАНІЧНО ПЕРЕЛАШТОВУВАНІ АНТЕННІ ЕЛЕМЕНТИ НВЧ**

**05.27.01 – твердотільна електроніка**

**АВТОРЕФЕРАТ**  
дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Київ – 2020

Дисертацією є рукопис

Робота виконана у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України на кафедрі електронної інженерії

**Науковий керівник:** доктор технічних наук, доцент  
**Прокопенко Юрій Васильович,**  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,  
професор кафедри електронної інженерії

**Офіційні опоненти:** доктор фізико-математичних наук, старший науковий співробітник,  
**Прокопенко Юрій Володимирович,**  
Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України,  
провідний науковий співробітник відділу радіофізики твердого тіла  
  
кандидат технічних наук, старший науковий співробітник,  
**Глушеченко Едуард Миколайович,**  
ПАТ НВП «Сатурн», начальник відділу

Захист відбудеться 20 жовтня 2020 р. о 14 годині 30 хвилин на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.08 Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», 03056, м. Київ, проспект Перемоги, 37.

Автореферат розісланий 16 вересня 2020 р.

Вчений секретар спеціалізованої  
вченої ради,  
к.т.н, доцент



В.Г. Артюхов

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми.** Невпинний розвиток та мініатюризація засобів мобільного зв'язку посилив інтерес до елементів приймально-передавальних трактів комунікаційних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми і розміру. У той же час використання декількох стандартів бездротового зв'язку в одному пристрої призводить до збільшення числа одночасно підтримуваних частотних діапазонів, наприклад у телефонах стандарту GSM використовуються діапазони: 0,89 – 0,96 ГГц, 1,71 – 1,88 ГГц та 1,85 – 1,99 ГГц. А в сучасних мобільних пристроях є актуальною підтримка частотних діапазонів, відведених для бездротових мереж та технологій передачі даних: Bluetooth (2,402 – 2,48 ГГц), Wi-Fi (2,402 – 2,48 ГГц, 3,657 – 3,692 ГГц, 4,94 – 4,99 ГГц, 5,035 – 5,825 ГГц) та LTE (0,45 – 3,7 ГГц). Виходячи з цих вимог, з'являється необхідність у проектуванні багатодіапазонних або селективних пристроїв малих розмірів, здатних перелаштовуватися під частотні характеристики усіх необхідних стандартів бездротового зв'язку.

Антенні елементи є невід'ємною частиною приймально-передавальних пристроїв, що одночасно з формуванням діаграм спрямованості поєднують в собі функції входних фільтрів. Оскільки переважна кількість сучасних антенних елементів є вузькосмуговими, то одночасна підтримка декількох частотних діапазонів може бути пов'язана із використанням окремих антенних елементів, що відрізняються діапазоном робочих частот. Використання перелаштовуваних антенних елементів дозволяє приймально-передавальним пристроям працювати у різних частотних діапазонах, тим самим спростивши конструкції, зменшивши його розміри і витрати на виробництво. Розробка перелаштовуваних антенних елементів, що задовольняють сучасним вимогам є актуальним завданням.

На сьогодні широко застосовуються два типи антен, які відповідають сучасним вимогам мікрохвильових засобів зв'язку: мікросмужкові та діелектричні резонаторні антени. Обидва типи антен досить схожі з точки зору функціонування, характеристик та механізмів збудження. Головною перевагою мікросмужкових антен (МСА) є легкість інтеграції з компонентами інтегральних схем на одній підкладці, що спрощує технологію їх виготовлення та забезпечує високу повторюваність геометричних та фізико-топологічних параметрів. Мікросмужкові антенні елементи широко застосовуються у пристроях з відносно низькою потужністю сигналів, зокрема мобільних терміналах. Діелектричні резонаторні антени (ДРА) можна застосовувати у високопотужних пристроях, наприклад базових передавальних станціях. Крім цього, ДРА спроможні працювати на високих частотах, включаючи міліметровий діапазон хвиль, де використання мікросмужкових антенних елементів є проблематичним внаслідок великих дисипативних втрат. Тому у роботі досліджуються способи перелаштування мікросмужкових та діелектричних резонаторних антенних елементів.

Існує багато способів реалізації перелаштування мікросмужкових і діелектричних резонаторних антенних елементів. Як перелаштовувані елементи широко застосовуються напівпровідникові компоненти (варактори,  $p-i-n$  діоди), що забезпечує високу швидкодію, простоту реалізації і невеликі розміри. Проте такі елементи вносять додаткові втрати під час перелаштування та демонструють обмежений діапазон або дискретне перелаштування робочої частоти. Магнітні способи дозволяють непе-

первне перелаштування робочої частоти у невеликому діапазоні, але потребують зовнішніх джерел магнітного поля, що ускладнює конструкцію та підвищує енерговитрати. Недоліком оптичних способів є деградація енергетичних та випромінювальних характеристик антенного елемента.

Альтернативним до існуючих є мікромеханічний спосіб перелаштування, перевагами якого є відносно широкий неперервний діапазон перелаштування без погіршення власної добротності. На основі цього способу було реалізовано ряд перелаштовуваних резонансних елементів, фільтрів та фазообертачів. Застосування мікромеханічного способу до антенних елементів не було досліджено раніше.

Тому актуальним залишається завдання комплексного вивчення фізики явищ, що виникають у процесі мікромеханічного перелаштування характеристик мікрохвильових антенних елементів, пошук конструкцій з високою чутливістю робочої частоти до мікропереміщень, впливу параметрів конструкції на діапазон перелаштування, енергетичні та випромінювальні характеристики.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Виконані у роботі дослідження проводилися на кафедрі електронної інженерії факультету електроніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» відповідно до програми наукових досліджень кафедри, включаючи НДР "Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ", реєстраційний номер 0119U101234, обліковий номер 0219U101644 та НДР "Мікромеханічно перелаштовувані резонансні елементи НВЧ на основі копланарних та щільових ліній", реєстраційний номер 0119U101241, обліковий номер 0219U101911.

Частина результатів, що представлено у роботі, було отримано під час співпраці з науково-дослідницьким центром компанії "Теском", м. Ільсан, Республіка Корея, згідно з угодою про співпрацю між Національним технічним університетом України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та компанією "Теском".

**Мета і завдання дослідження.** *Метою дисертаційної роботи* є розроблення методів мікромеханічного перелаштування робочої частоти антенних елементів на основі діелектричних резонаторів та мікросмужкових ліній і встановлення закономірностей впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики антен.

Для досягнення поставленої мети розв'язуються наступні **завдання**:

1. Розроблення теоретичних та експериментальних методів дослідження характеристик антенних елементів на основі перелаштовуваних діелектричних та мікросмужкових резонаторів.

2. Проведення досліджень впливу електрофізичних та геометричних параметрів діелектричних та мікросмужкових резонансних елементів на їх частотні і енергетичні характеристики та встановлення факторів, що забезпечують підвищення чутливості резонансної частоти до переміщень складових частин та розширення частотного діапазону перелаштування.

3. Проведення дослідження залежності частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик перелаштовуваних антенних елементів від їх електрофізичних та геометричних параметрів.

*Об'єктом дослідження є мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів.*

*Предметом дослідження є частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики перелаштовуваних антенних елементів на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів.*

**Методика наукових досліджень** включає методи аналізу та синтезу мікрохвильових пристроїв, чисельні методи для розв'язання електродинамічних задач розрахунку електромагнітного поля і інтегральних характеристик резонансних та антенних елементів, експериментальні методи вимірювання характеристик мікрохвильових кіл та антенних елементів, методи обробки експериментальних даних. Достовірність отриманих результатів підтверджується узгодженням розрахованих за допомогою запропонованих методик характеристик відомих конструкцій з літературними даними та теоретичними і експериментальними результатами.

#### **Наукова новизна одержаних результатів.**

1. Запропоновано метод перелаштування робочої частоти діелектричного резонаторного антенного елемента, оснований на перерозподілі електромагнітного поля внаслідок мікропереміщень складових частин резонатора та на відміну від існуючих методів забезпечує перелаштування частоти в діапазоні до 30 відсотків без внесення додаткових дисипативних втрат електромагнітної енергії.

2. Запропоновано метод перелаштування частотних характеристик мікросмужкового антенного елемента, оснований на збуренні електромагнітного поля та зміні ефективної діелектричної проникності резонансної структури внаслідок мікропереміщень випромінювача над підкладкою, який відрізняється від існуючих збереженням випромінювальних та енергетичних характеристик та забезпечує перелаштування робочої частоти антени на 30 і більше відсотків.

3. На основі аналітичного розв'язку електродинамічної задачі для одновимірної діелектричної неоднорідності встановлено закономірності перелаштування резонансної частоти за рахунок переміщення складових частин діелектричного резонатора. На основі аналізу впливу електрофізичних та геометричних параметрів на частотні та енергетичні характеристики резонатора сформульовано умови підвищення чутливості резонансної частоти до переміщень та розширення діапазону перелаштування частот. Встановлені закономірності узагальнено теоретичними та експериментальними дослідженнями тривимірних діелектричних резонансних структур.

4. Встановлено зв'язок діапазону перелаштування та чутливості зміни резонансної частоти до мікропереміщень сигнального електрода від параметрів мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження мікросмужкової лінії. На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, що спрощує процес проектування антенного елемента та оптимізації його характеристики.

#### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Розроблені моделі дозволяють спростити вибір конструкцій діелектричного та мікросмужкового резонаторів, що є основою антенних елементів, та оцінити основні характеристики перелаштування у залежності від параметрів резонансного елемента.

2. Розроблено комплекс алгоритмів і обчислювальних процедур для моделювання та аналізу перелаштування частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів, які дозволяють встановити залежності діапазону та чутливості перелаштування робочої частоти, зворотних втрат, ефективності випромінювання, ККД та діаграм спрямованості від параметрів конструкції

3. Запропоновані конструкції частотно-перелаштовуваних антенних елементів можуть застосовуватися у багатодіапазонних приймально-передавальних трактах комунікаційних систем.

4. Встановлені залежності впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на їх частотні та енергетичні характеристики дозволяють знайти оптимальні конструкції з точки зору забезпечення необхідного діапазону перелаштування робочої частоти з заданими вимогами до енергетичних характеристик.

5. Розроблені компоненти частотно-перелаштовуваних селективних приймально-передавальних трактів було впроваджено в компанії "Теском", Республіка Корея, у вимірjuвальній платформі для тестування систем бездротового зв'язку.

**Особистий внесок здобувача.** У дисертаційній роботі узагальнені результати досліджень, які виконані здобувачем особисто, а також спільно з Ю. В. Прокопенко, Ю. М. Поплавко, В. А. Казміренко, Б.Б. Працюком, А. С. Черновим, Н. А. Рудою та І. П. Голубевою. Основні теоретичні положення і результати дисертації розроблено і отримано автором самостійно. У роботах, опублікованих із співавторами, дисертант брав безпосередню участь на етапі постановки проблем і задач, розробці математичних моделей та алгоритмів розрахунку, а також інтерпретації отриманих результатів, їх аналізу та узагальнення. Зокрема, у роботі [1] здобувачем сформульовані вимоги до елементів приймально-передавальних трактів комунікаційних систем при реалізації алгоритму простого сполучення Bluetooth пристроїв у тестері ТС-3000С; у роботі [2] проведено аналіз частотних характеристик метало-діелектричних структур та узагальнення результатів дослідження; у роботах [3], [4], [10], [11], сформульовано проблему та задачі розробки перелаштовуваних антенних елементів на основі складених діелектричних резонаторів, розроблено програмний комплекс для розрахунку резонансної частоти діелектричного резонатора, проведено аналіз частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів та узагальнення їх залежностей від електрофізичних та геометричних параметрів діелектричного резонатора; у роботі [5] реалізовано методи розрахунків та проведено аналіз впливу фізичних і геометричних параметрів мікросмужкової антенної структури на перелаштування центральної частоти та випромінювальні характеристики; у роботі [6] реалізовано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності перелаштовуваної мікросмужкової лінії, проведено аналіз залежностей частот резонаторів від геометричних та електрофізичних параметрів, запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження лінії передачі; у роботі [7] аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірної діелектричної структури, проведено аналіз залежностей частот, добротностей та розподілу електромагнітного поля діелектричних резонаторів від геометричних та електрофізичних параметрів, експериментальні дослідження; у роботі [8] – розроблено математичну модель частотно-перестроюваної діелектричної резонансної антени та алгоритм розрахунку, про-

ведено аналіз характеристик антени; у роботі [9] сформульовано проблему та задачі розробки перелаштовуваних антенних елементів на основі мікросмужкових ліній, проведено аналіз частотних, енергетичних та випромінювальних характеристик антенних елементів та узагальнення їх залежностей від електрофізичних і фізико-топологічних параметрів випромінювача та діелектричної підкладки; у роботі [12] – запропоновано антенні елементи на основі багатошарових діелектричних структур, проведено порівняння частотних та енергетичних характеристик антенних елементів та узагальнені результати дослідження; у роботі [13] – реалізовано метод розрахунку ефективної діелектричної проникності та характеристичного опору смужкових ліній довільного поперечного перерізу розташованих в неоднорідному середовищі.

Матеріали публікацій [1]...[5] були використані співавторами дисертанта в таких кваліфікаційних роботах:

– Працюк Б. Б. Фільтри НВЧ на складених діелектричних резонаторах. – дис. ... канд. техн. наук. – 05.27.01 – твердотільна електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2012.

– Прокопенко Ю. В. Мікрохвильові діелектричні структури з мікромеханічним перелаштуванням частотних і фазових характеристик. – дис. ... докт. техн. наук. – 05.27.01 – твердотільна електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2016.

#### **Апробація результатів дисертації.**

Основні результати дисертації доповідались та обговорювались на: 34-й міжнародній науково-технічній конференції «Електроніка і нанотехнології» (2014 р., м. Київ); 23-й міжнародних конференціях "НВЧ техніка і телекомунікаційні технології «КриМіКо» (2013 р., м. Севастополь); 13-й міжнародній конференції «Фізика діелектриків» (2013 р., м. Санкт-Петербург, Росія); на міжнародному науково-технічному симпозиумі «Теоретичні та прикладні аспекти новітніх технологій інфокомунікацій», (2019 р., с. Вишків Долинського району Івано-Франківської обл.).

**Публікації.** Основні наукові результати дисертації висвітлено у 7 статтях [1]...[7] у виданнях, включених до переліку наукових фахових видань України, у 2 патентах [8], [9] та у матеріалах 4 міжнародних конференцій [9]...[13].

**Структура і зміст роботи.** Дисертація складається зі вступу, 4 розділів з підсумками і висновками, викладених на 132 сторінках машинописного тексту, списку використаних джерел з 120 публікацій вітчизняної і зарубіжної літератури. Робота включає 55 ілюстрацій, 1 таблиці і 2 додатки.

### **ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ**

У **вступі** наведено загальну характеристику роботи, обґрунтовано актуальність проблеми, сформульовано мету та основні завдання досліджень, викладено наукову новизну, показано практичну цінність отриманих результатів.

У **першому розділі** визначено основні характеристики та параметри антенних елементів, проведено класифікацію типів антенних елементів та способів перелаштування робочої частоти мікросмужкових та діелектричних резонаторних антенн в залежності від керуючих елементів. Порівняння способів перелаштування показало, що кожен з них має свої недоліки та переваги. Основною перевагою електричного,

магнітного та оптичного способів є можливість інтеграції керуючих компонентів з мікропроцесорами та цифровими перетворювачами сигналів. Проте, у електричного способу перелаштування елементи керування вносять додаткові дисипативні втрати, що погіршують ефективність випромінювання та ККД антени. Відомі способи магнітного перелаштування мають відносно низький діапазон перелаштування частоти, досить складні у виробництві, потребують прикладання зовнішнього магнітного поля, що значно ускладнює конструкцію антени та має високі енерговитрати. Оптичні методи на основі дискретних фотоелементів мають найнижчий діапазон перелаштування частоти, а використання плівок з органічних полімерів значно розширює діапазон та підвищує чутливість перелаштування частоти, але майже вдвічі погіршує ефективність випромінювання порівнюючи з металевим випромінювачем. Механічний спосіб не вносить додаткових втрат, але потребує переміщень, які недосяжні для п'єзоелектричних та електрострикційних рушіїв. Мікромеханічний спосіб дозволить поєднати переваги електричного та механічного способів за рахунок можливості використання сучасних електричних рушіїв.

У другому розділі для встановлення особливостей мікромеханічного перелаштування діелектричних резонаторів розглянуто одновимірну діелектричну структуру (рис. 1), яка складається з двох діелектричних нескінченних пластин товщиною  $b$ ,

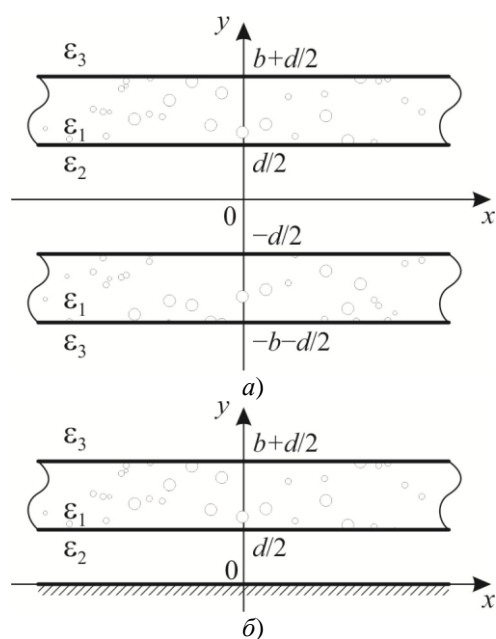


Рис. 1. Неоднорідна одновимірна діелектрична резонансна структура

що розділені діелектричним прошарком  $d$ . Відносна діелектрична проникність матеріалу пластин дорівнює  $\epsilon_1$ , прошарку між ними –  $\epsilon_2$ , а середовища, в якому знаходиться структура, складає  $\epsilon_3$ . Аналіз структури з урахуванням симетрії проведено методом часткових областей шляхом розв'язання рівнянь Максвелла в кожній з трьох областей:

$$1) \frac{d}{2} \leq y \leq b + \frac{d}{2}, 2) 0 \leq y \leq \frac{d}{2}, 3) y \geq b + \frac{d}{2},$$

та прирівнювання тангенціальних компонент поля на границях цих областей.

Електродинамічна задача розв'язувалась в термінах  $LM$ - та  $LE$ -мод з відсутніми  $x$  – компонентами магнітного та електричного поля відповідно.  $LM$ -моди описувались  $y$  – компонентою електричного вектора Герца  $\Gamma^e$ , а  $LM$ -моди – магнітного вектора Герца  $\Gamma^m$ , які задовольняють рівняння Гельмгольца:

$$\nabla^2 \Gamma^{e(m)} + \epsilon(y) k^2 \Gamma^{e(m)} = 0$$

де  $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$  – оператор Лапласа,  $k = \frac{\omega}{c}$  – хвильове число у вільному просторі,  $\omega$  – циклічна частота,  $c$  – швидкість світла у вакуумі,  $\epsilon(y) = \epsilon_1, \frac{d}{2} \leq y \leq b + \frac{d}{2}; \epsilon_2, 0 \leq y \leq \frac{d}{2}; \epsilon_3, y \geq b + \frac{d}{2}$ .

Вектори Герца в кожній із областей подавались у вигляді добутку функцій, які залежать тільки від  $x$ ,  $y$  та  $z$ :



$$\Gamma_i^{e(m)} = X^{e(m)}(x)Y_i^{e(m)}(y)Z^{e(m)}(z), i = \overline{1,3},$$

де  $i$  – номер області.

Використовуючи метод розділення змінних Фур'є задачу зведено до звичайних диференціальних рівнянь другого порядку відносно функцій  $X^{e(m)}(x)$ ,  $Y_i^{e(m)}(y)$  та  $Z^{e(m)}(z)$ , розв'язки яких залежать від хвильових чисел  $\beta_{yi}^{e(m)}$  та  $\beta^{e(m)}$ , що задовольняють рівнянням:

$$\varepsilon_i k^2 = \beta_{yi}^{e(m)^2} + \beta^{e(m)^2}, i = \overline{1,3}, \quad (1)$$

та визначають розподіл електромагнітного поля вздовж напрямку  $Oy$  і площині  $xOz$ .

Врахувавши неперервність тангенціальних складових електричного та магнітного поля на границі розділу областей проблему для  $LM$ -моди зведено до задачі на власні числа та власні вектори. Власні числа визначаються характеристичним рівнянням:

$$\begin{vmatrix} \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & -\varepsilon_2 \cos\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) & 0 \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \frac{d}{2}\right) & \beta_{y2}^e \sin\left(\beta_{y2}^e \frac{d}{2} + \varphi^e\right) & 0 \\ \varepsilon_1 \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \varepsilon_1 \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & -\varepsilon_3 \\ -\beta_{y1}^e \sin\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & \beta_{y1}^e \cos\left(\beta_{y1}^e \left(b + \frac{d}{2}\right)\right) & 0 & j\beta_{y3}^e \end{vmatrix} = 0. \quad (2)$$

Розв'язок системи (1) та (2) визначає частоту  $LM$ -моди, що відповідає хвильовому числу  $\beta^e$ . Аналогічно знаходилась частота для  $LE$ -мод.

Розв'язки систем рівнянь (1) та (2) залежать від величини  $d$ , а отже, переміщуючи діелектричні пластини одна відносно одної можна змінювати власну частоту діелектричної структури. Діапазон та чутливість перелаштування залежить від кількісної зміни хвильових чисел  $\beta_{y1}^e$ , які визначають розподіл електромагнітного поля у напрямку, що перпендикулярний границі поділу діелектрик-повітря.

Як видно з рис. 3 а) поперечне хвильове число, і, відповідно до (1), частота найнижчої  $LM$ -моди є чутливою до переміщень. Переміщення пластин на долі відсотків від її товщини призводить до зміни хвильового числа на десятки відсотків в залежності від діелектричної проникності пластини. Чутливість власної частоти до переміщення та діапазон її перелаштування зростає з ростом діелектричної проникності та зменшенням товщини пластин. В той же час чутливість до переміщення та діапазон перелаштування поперечного хвильового числа найнижчої  $LE$ -моди є незначними. Зміна проміжку між пластинами на одиниці та десятки відсотків призводить до зміни хвильового числа на долі відсотків і практично не залежить від діелектричної проникності пластини для матеріалів з відносною діелектричною проникністю більшою ніж 40.

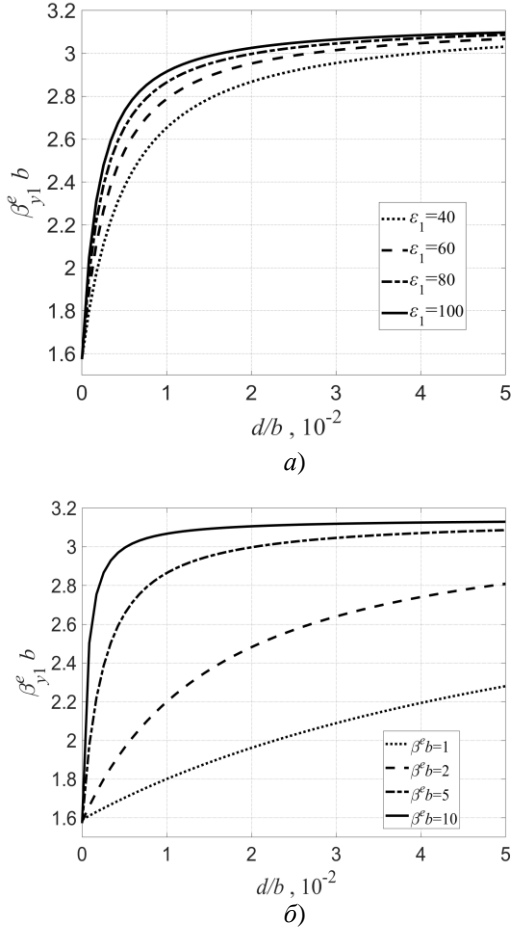


Рис. 3. Залежність нормованого поперечного хвильового числа  $\beta_{y1}^e b$  найнижчої  $LM$ -моди для різних  $\epsilon_1$  (а) та  $\beta^e$  (б) від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку

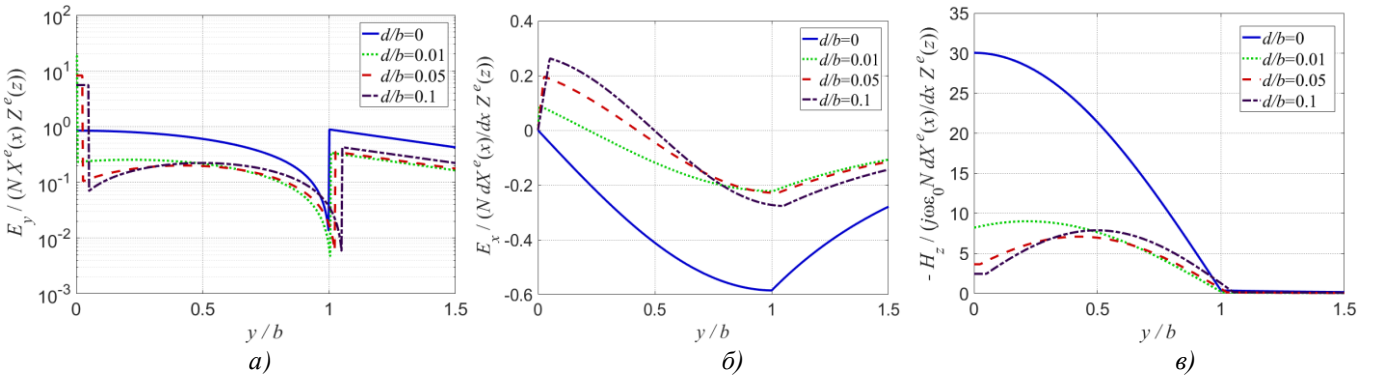


Рис. 2. Розподіл компонент електромагнітного поля нижчої  $LM$ -моди у напрямку  $0y$ .  $\epsilon = 80$ ,  $\beta^e b = 1.5$

Чутливість зміни ефективної діелектричної проникності до переміщення пластин зростає зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу пластин (рис. 4). Іншим фактором впливу на перелаштування є добуток хвильового числа  $\beta^e$ , що визначає розподіл електромагнітного поля у площині паралельній пластині, на товщину діеле-

Основною відмінністю  $LE$ -мод від нижчої  $LM$ -моди є відсутність у  $LE$ -мод компоненти  $E_y$ . Отже для перелаштування власної частоти необхідно використовувати такі моди, у яких нормальна до границі розподілу діелектрик-повітря компонента електричного поля є домінуючою.

Розподіл нормованих компонент  $E_y$ ,  $E_x$  та  $H_z$  електромагнітного поля нижчої  $LM$ -моди в одномірному перелаштовуваному діелектричному резонаторі для різних товщин повітряного прошарку  $d$  продемонстровано на рис. 2. Поява та зміна повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля, що відображається у перелаштуванні власної частоти. Електромагнітне поле  $LE$ -мод мало залежить від повітряного проміжку між діелектричними пластинами, а отже і частота цієї моди не може перелаштовуватись за рахунок мікропереміщень.

Перелаштування власної частоти одновимірної діелектричної неоднорідності можна характеризувати введенням поняття ефективної діелектричної проникності  $\epsilon_{eff}$ , яка дорівнює такій відносній діелектричній проникності однорідної структури товщиною  $2b$ , за якої власні частоти однорідної і неоднорідної структури є рівними.

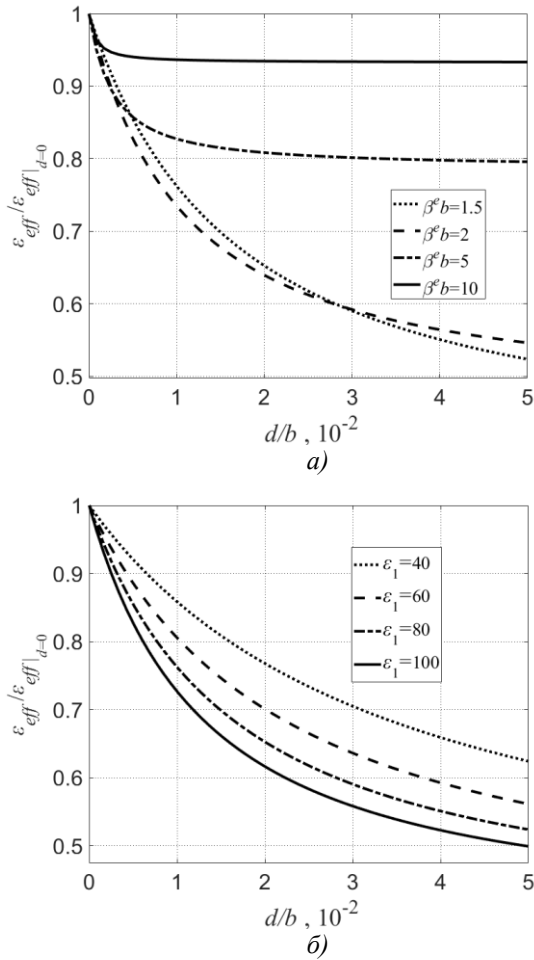


Рис. 4. Залежність відносної зміни ефективної діелектричної проникності від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних  $\beta^e$  та  $\epsilon_1 = 80$  (а) і для різних  $\epsilon_1$  та  $\beta^e = 1.5$  (б)

ктричної пластини. Зменшення цього добутку призводить до розширення діапазону перелаштування, але й до зменшення його чутливості до переміщення пластин.

Вища чутливість та ширший діапазон перелаштування спостерігаються для *LM*-мод, у яких є нормальна до границі розділу діелектрик-повітря компонента електричного поля. Для цих мод частота може перелаштовуватись на десятки відсотків у разі переміщень, що складають одиниці відсотків від товщини пластин, тобто десятки-сотні мікрометрів в сантиметровому діапазоні довжин хвиль та зменшуються з ростом частоти. Такі мікропереміщення можуть бути реалізовані за допомогою п'єзоелектричних та електрострикційних актюаторів, які здатні забезпечити електричний спосіб перелаштування.

Втрати у одновимірній діелектричній неоднорідності визначають власну добротність одновимірного резонатора, яка є відношенням енергії, що запасасться у резонаторі до енергії втрат, які виникають внаслідок перетворення енергії електромагнітного поля у теплову енергію. Наявність втрат призводить до появи уявної частини власної частоти, і вона стає комплексною величиною:

$$f = f' + j f'' = f' \left( 1 + \frac{j}{2Q_0} \right),$$

де  $f'$ ,  $f''$  – дійсна і уявна частини резонансної частоти  $f$ ,  $Q_0 = \frac{f'}{2f''}$  – власна добротність резонатора, що характеризує дисипативні втрати.

Власна добротність резонатора з нижчим *LM*-типом коливань знаходиться з розв'язання рівняння (2), беручи до уваги (1) та комплексне значення відносної діелектричної проникності у області 1:

$$\epsilon_1^* = \epsilon_1 (1 - j \operatorname{tg} \delta),$$

де  $\operatorname{tg} \delta$  – тангенс кута діелектричних втрат у області 1.

Як видно із рис. 5, власна добротність резонатора в процесі перелаштування власної частоти має екстремальну залежність. Проте, для будь-якого повітряного проміжку власна добротність резонатора залишається більшою, ніж у однорідного резонатора. Це пов'язано з тим, що наявність повітряного проміжку між діелектричними пластинами призводить до перерозподілу електромагнітного поля на користь області з меншою діелектричною проникністю, рис. 2, у якій втрати, практично, відсутні. Фактори, що впливають на збільшення діапазону перелаштування власної частоти

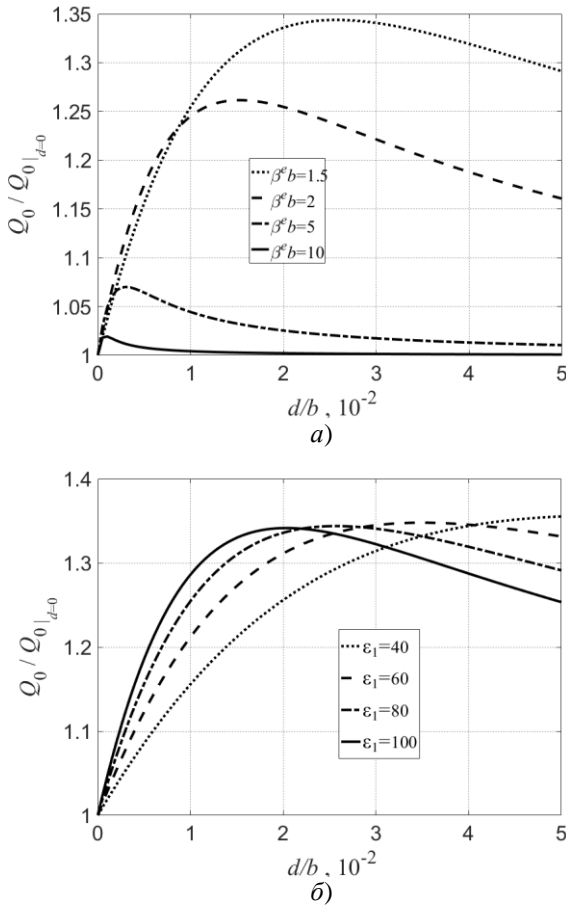


Рис. 5. Залежність нормованої власної добротності найнижчої  $LM$ -моди від нормованого на товщину діелектричної пластини повітряного проміжку для різних  $\beta^e$  (а) та  $\epsilon_1$  (б)

СДР розташовувались в прямокутних хвильоводах з поперечними перерізами 58x25 мм та 23x10 мм. Один з стендів, в якому використовувався хвильвід з поперечним перерізом 58x25 мм, показано на рис. 7. Одна частина СДР нерухомо закріплювалась на підкладці у відрізку прямокутного хвильоводу. Інша частина СДР переміщувалася за допомогою поршня мікрометричним гвинтом 1. Рухомий поршень 3 та підкладка, що закріплює резонатор, були виготовлені з полістиролу, який має низьке значення діелектричної проникності ( $\epsilon = 2.2 - 2.7$ ), щоб не впливати суттєво на значення резонансних частот СДР. Вимірювальна секція підключалась до векторного аналізатора електричних схем та вимірювались частотні залежності параметрів матриці розсіювання, рис. 8.

Для визначення резонансної частоти та власної добротності резонатора виміряні частотні залежності коефіцієнтів відбиття  $S_{11}$  та передачі  $S_{21}$  апроксимувались формулами, отриманими методом теорії кіл для зв'язаної системи:

$$S_{11} = \frac{K_0}{1 + j\xi + K_0}, S_{21} = \frac{1 + j\xi}{1 + j\xi + K_0},$$

призводять також до зростання точки максимуму власної добротності оскільки вони пов'язані одними й тими самими фізичними процесами. Отже, особливістю такого способу перелаштування  $\epsilon$ , щонайменше, не погіршення власної добротності резонансного елемента, а то й її збільшення.

Закономірності, що встановлено для одновимірної структури справедливі і для тривимірних, що доведено експериментальними та теоретичними дослідженнями тривимірних складених діелектричних резонаторів.

В експериментальних дослідженнях використовувались складені діелектричні резонатори, рис. 6, які складались з двох напівциліндрів радіусом  $R$  і висотою  $h$  що розділяються повітряним проміжком товщиною  $d$ . В досліджуваному СДР, що збуджується на нижчому типі коливань  $TE_{018}$ , повітряний зазор перпендикулярно перетинає силові лінії електричного поля резонатора, що призводить до значного збурення електромагнітного поля і, як результат, зміни електромагнітних характеристик.

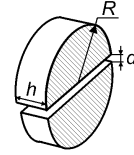
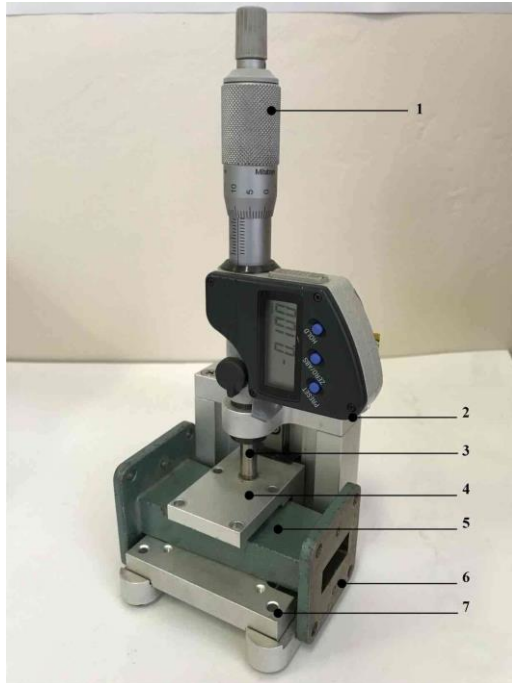


Рис. 6. Складений циліндричний діелектричний резонатор

де  $\xi = Q_0 \left( \frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right)$ ,  $f$  – робоча частота,  $f_0$  – резонансна частота,  $Q_0$  – власна добротність,  $K_0$  – коефіцієнт зв'язку резонатора з хвилеводом на резонансній частоті. Приклад розв'язаної задачі апроксимації наведено на рис. 9.



а)



б)

Рис. 7. Вимірювальна секція для дослідження характеристик СДР (а): 1 – мікрометричний гвинт; 2 – підставка; 3 – рухомий поршень; 4 – верхнє кріплення мікрометричного гвинта до хвилеводу; 5 – прямокутний хвилевід з поперечним перерізом 58x25 мм; 6 – фланець прямокутного хвилеводу; 7 – нижнє кріплення мікрометричного гвинта до хвилеводу; складені діелектричні резонатори (б)

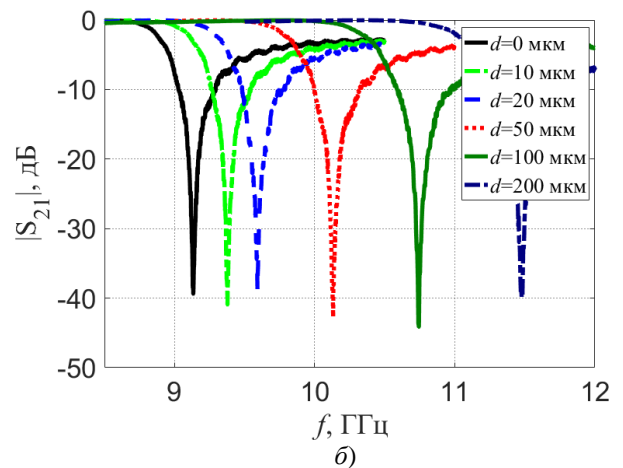
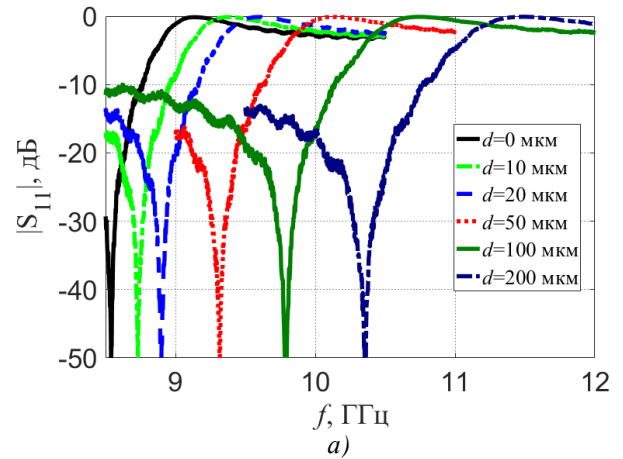


Рис. 8. Виміряні залежності модулів коефіцієнтів відбиття  $S_{11}$  та передачі  $S_{21}$  від частоти для СДР, що розташовувався в прямокутному хвилеводі з поперечним перерізом 23x10 мм, з параметрами:  $R = 3.5$  мм,  $h = 1.6$  мм,  $\epsilon = 40$  та для різної товщини повітряного проміжку

В теоретичних дослідженнях електродинамічна задача розв'язувалась методом скінченних елементів (МСЕ). В результаті отримано частотні залежності елементів матриці розсіювання хвилі, що поширюється. Крім того, резонансні частоти, добротність та коефіцієнт зв'язку вимірялись експериментально.

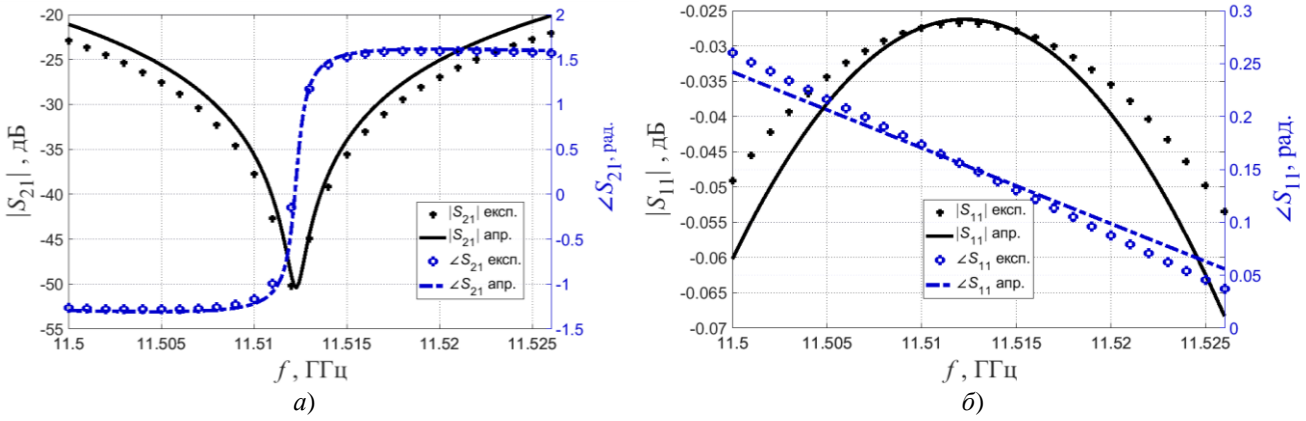


Рис. 9. Експериментальні та апроксимуючі частотні характеристики елементів матриці розсіювання

Відносна похибка вимірювання резонансної частоти  $\delta f$  оцінювалась як похибка непрямих вимірювань:

$$\delta f = \sqrt{(\Xi_{\varepsilon}^f \delta \varepsilon)^2 + (\Xi_R^f \delta l)^2 + (\Xi_h^f \delta l)^2 + (\Xi_d^f \delta d)^2 + \delta f_{\text{вим}}^2},$$

де  $\Xi_{\beta}^{\alpha} = \frac{\beta}{\alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial \beta}$  – чутливість характеристики  $\alpha$  до зміни параметра  $\beta$ ,  $\delta l$  – відносна

похибка вимірювання радіуса та висоти резонатора,  $\delta \varepsilon$  – відносна похибка визначення діелектричної проникності матеріалу резонатора,  $\delta f_{\text{вим}}$  – відносна похибка прямого вимірювання частоти. Чутливості  $\Xi_{\varepsilon}^f$ ,  $\Xi_R^f$ ,  $\Xi_h^f$ ,  $\Xi_d^f$  визначались з характеристик, що отримані з моделі СДР. Враховуючи, що для векторного аналізатора електричних схем похибка  $\delta f_{\text{вим}}$  складає 0,2%, відносні похибки визначення діелектричної проникності матеріалу, розмірів  $R$  та  $h$  складали біля 1%, а абсолютна похибка мікрометричного гвинта складала 1 мкм, загальна похибка експериментального визначення частоти складала трохи більше 2%.

Теоретичні та експериментальні результати дослідження впливу повітряного проміжку між частинами резонатора на частоту резонансних коливань нижчого типу добре узгоджуються між собою (рис. 10).

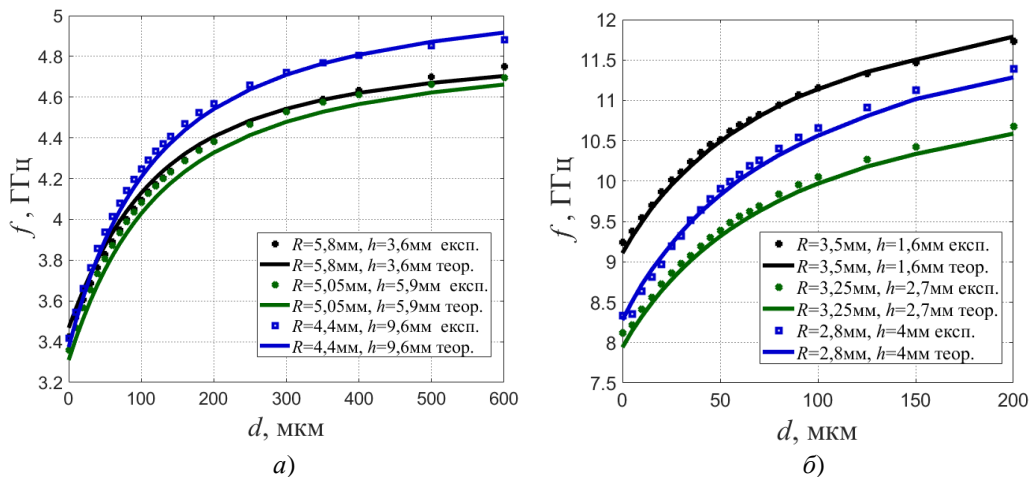


Рис. 10. Експериментально та теоретично визначені залежності резонансних частот СДР від повітряного проміжку товщиною  $d$  у разі діелектричної проникності матеріалу резонатора  $\varepsilon = 80$  і поперечного перерізу хвилеводу 58x25 мм (а) та  $\varepsilon = 40$  і перерізу 23x10 мм (б)



Діапазон та чутливість мікромеханічного перелаштування СДР зростають зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу та зі збільшенням відношення по-  
вздовжніх до поперечних розмірів резонатора, що підтверджує отримані закономірності для одновимірної структури.

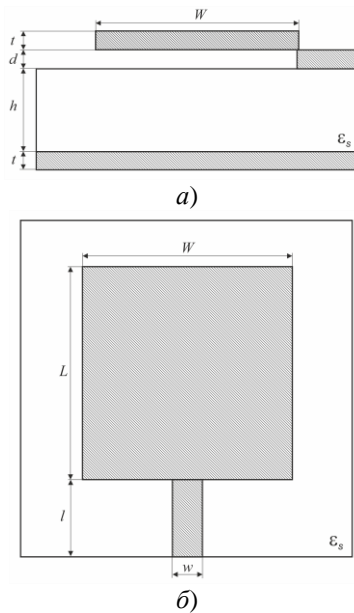


Рис. 11. Мікросмушковий резонатор на основі відрізка лінії шириною  $W$  з електродом прямокутної форми: вид збоку (а), вид зверху (б)

У третьому розділі досліджено мікромеханічно перелаштовуваний мікросмушковий резонатор, який включено, як кінцеве навантаження мікросмушкової лінії (МСЛ), рис. 11. Встановлено вплив геометричних та електрофізичних параметрів резонатора на діапазон і чутливість перелаштування частоти. Запропоновано схемну модель, що дозволяє спростити процес проектування антенного елемента та оптимізувати його характеристики.

В мікросмушкових резонансних елементах, які формуються на основі відрізків МСЛ, резонансна частота визначається, як геометричними параметрами так і ефективною діелектричною проникністю лінії. Під ефективною діелектричною проникністю будемо розуміти таку діелектричну проникність однорідного діелектрика, розташованого між двома паралельними металевими пластинами, що знаходяться на відстані  $h + d$  один від одного, за якої довжина хвилі в однорідній структурі дорівнювала б реальній довжині хвилі в неоднорідній структурі. Перелаштування резонансної частоти мікросмушкового резонатора досягається за рахунок зміни ефек-

тивної діелектричної проникності лінії під час переміщення сигнального електрода над підкладкою.

Оскільки повітряний проміжок між електродом та підкладкою створює діелектричну неоднорідність так, що границя поділу повітря-діелектрик розташована перпендикулярно вектору напруженості електричного поля, то переміщення сигнального електрода змінює розподіл електромагнітного поля і, як наслідок, довжину хвилі, а й отже і ефективну діелектричну проникність. Компоненти електромагнітного поля квазі-ТЕМ хвилі в поперечному перерізі лінії передачі, у випадку широких електродів, розраховувалися двовимірним МСЕ. Ефективна діелектрична проникність визначалася шляхом порівняння енергії електромагнітного поля, яка запасасться в МСЛ, що складається з областей з різною діелектричною проникністю, і енергії, яка запасасться в поперечному перерізі однорідної лінії, заповненої діелектриком з відносною проникністю  $\epsilon_{eff}$ . Оцінку приросту ефективної діелектричної проникності для відношення  $W / h = \infty$  отримано, розглядаючи структуру як одновимірну діелектричну неоднорідність, яка розташована між нескінченними металевими площинами.

Діапазон та чутливість зміни ефективної діелектричної проникності під час перелаштування можна збільшити шляхом підвищення діелектричної проникності і зменшення висоти підкладки МСЛ та ширини сигнального електрода (рис. 12).

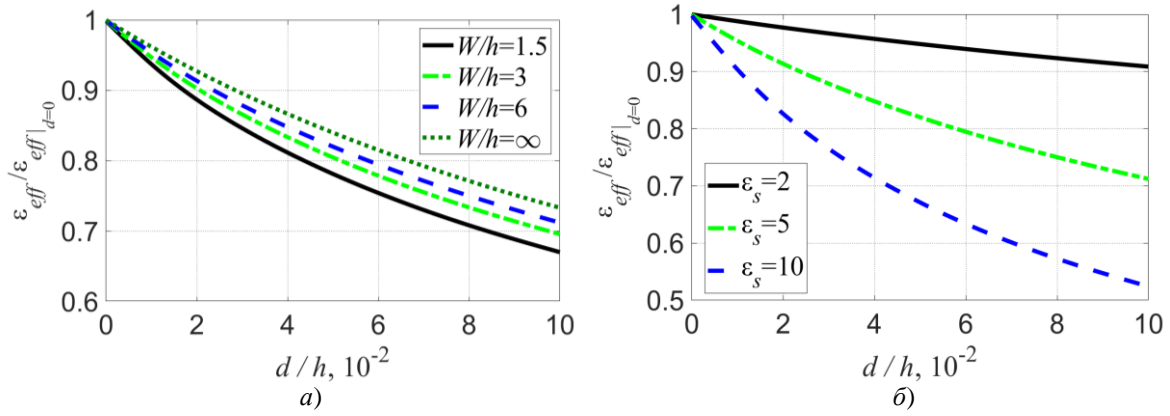


Рис. 12. Залежність приросту ефективної діелектричної проникності неоднорідної МСЛ від нормованої до товщини підкладки розміру повітряного проміжку  $d$  у разі діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_s = 5$  і різних значень  $W/h$  (а) та різних значень діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_s$  у разі  $W/h = 6$  (б)

Коефіцієнт відбиття  $S_{11}$  резонатора, який включено, як навантаження лінії передачі (рис. 11) має мінімум на резонансній частоті (рис. 13, а), яка визначається ефективною діелектричною проникністю відрізка лінії та розмірами  $W$  та  $L$ . Зміна розміру повітряного прошарку між електродами і підкладкою призводить до зміни ефективної діелектричної проникності лінії та, як результат, резонансної частоти.

Вплив геометричних та електрофізичних параметрів на зміну резонансної частоти продемонстровано на рис. 13, б)-г).

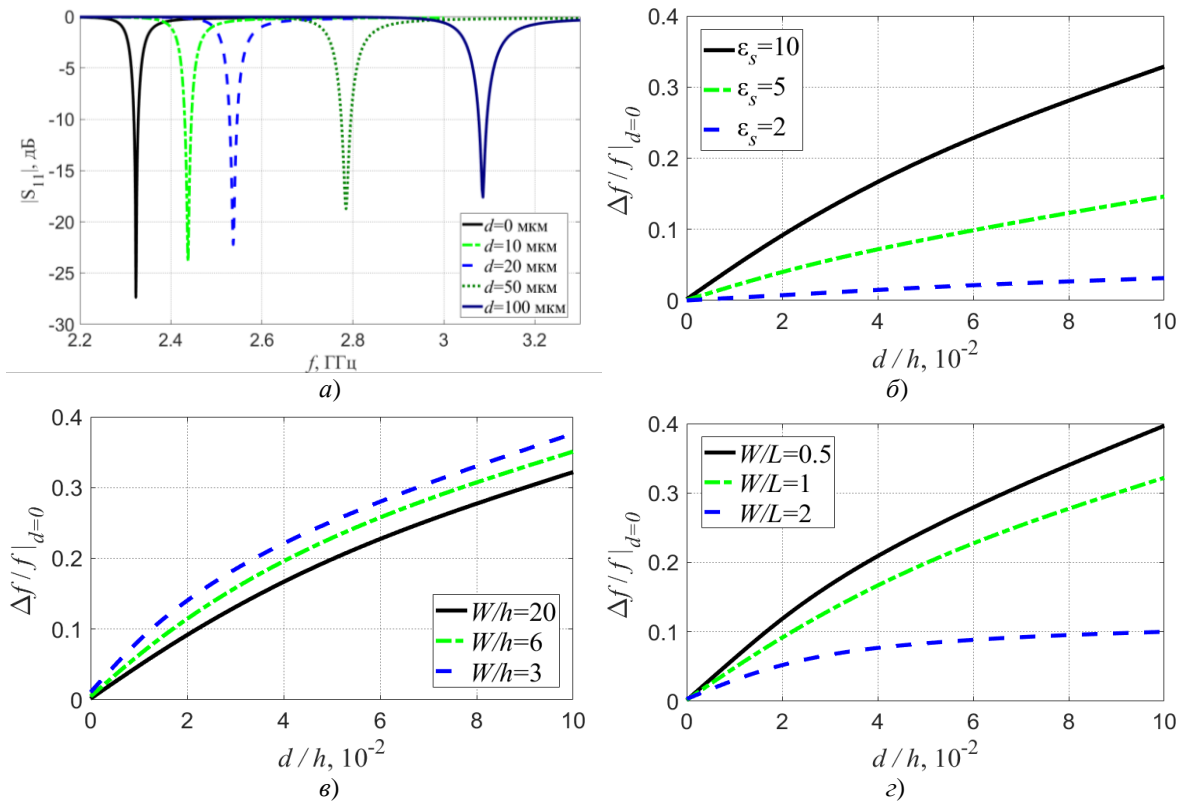


Рис. 13. Залежність коефіцієнту відбиття від частоти мікросмужкового резонатора для різних розмірів повітряного проміжку  $d$  та  $\epsilon_s = 10$ ,  $h = 1$  мм,  $W = 20$  мм,  $L = 20$  мм (а); характеристики перелаштування резонансної частоти для  $W/h = 20$ ,  $W/L = 1$  (б);  $\epsilon_s = 10$ ,  $W/L = 1$  (в);  $\epsilon_s = 10$ ,  $W/h = 20$  (г)



На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемну модель перелаштовуваного мікросмушкового резонатора (рис. 14).

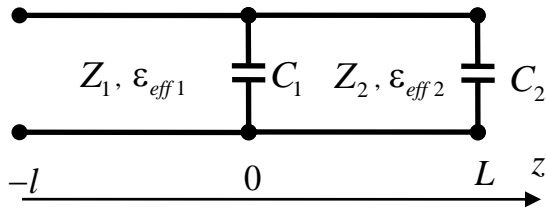


Рис. 14. Схемна модель мікросмушкового резонатора, який включено як навантаження лінії передачі

яких є пропорційними  $C_1 = C_2 \frac{W - w}{W}$ .

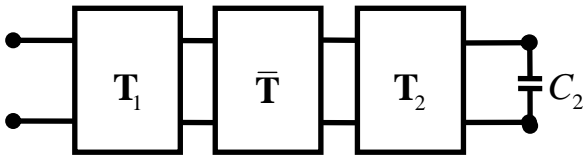


Рис. 15. Схемна модель мікросмушкового резонатора як каскадне з'єднання чотирьох полюсників

Резонатор описується лінією передачі з характеристичним опором  $Z_2$  та ефективною діелектричною проникністю  $\epsilon_{eff2}$ , який включено як навантаження лінії передачі з еквівалентними параметрами  $Z_1$  та  $\epsilon_{eff1}$ . Крайові ефекти на границі  $z = 0$  та на відкритому кінці резонатора в площині  $z = L$  враховано включенням конденсаторів  $C_1$  та  $C_2$  відповідно, ємності

Схемна модель мікросмушкового резонатора подавалась як каскадне з'єднання трьох матриць передачі та навантаження конденсатором  $C_2$  (рис. 15) та аналізувалась матричними методами, де:

$$T_i = \begin{bmatrix} e^{j\beta_{zi}l_i} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta_{zi}l_i} \end{bmatrix}, i=1,2 \text{ — матриця передачі}$$

поширення хвилі в однорідній лінії з ефективною діелектричною проникністю  $\epsilon_{eff i}$

та довжиною  $l_i$ , а  $\beta_{zi} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff i}}}{c}$  — стала поширення хвилі,  $l_1 = l$ ,  $l_2 = L$ ,

$$\bar{T} = \frac{1}{2\sqrt{Z_1 Z_2}} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 + j\omega C_1 Z_1 Z_2 & Z_2 - Z_1 + j\omega C_1 Z_1 Z_2 \\ Z_2 - Z_1 - j\omega C_1 Z_1 Z_2 & Z_1 + Z_2 - j\omega C_1 Z_1 Z_2 \end{bmatrix} \text{ — матриця передачі неоднорідного}$$

тракту, який навантажено конденсатором, що паралельно включений між лініями передачі з характеристичними опорами  $Z_1$  та  $Z_2$ .

З результуючої матриці передачі каскадного з'єднання чотирьох полюсників отримано комплексний коефіцієнт відбиття для резонансного елемента в залежності від його топологічних параметрів, параметрів підкладки та частоти:

$$s_{11} = \frac{(1 + j\omega C_2 Z_2)t_{21} + (1 - j\omega C_2 Z_2)t_{22}}{(1 + j\omega C_2 Z_2)t_{11} + (1 - j\omega C_2 Z_2)t_{12}} \quad (3)$$

Ефективна діелектрична проникність та характеристичний опір ліній, що входять в еквівалентну схему, знаходились в процесі розв'язку відповідної електродинамічної задачі двовимірним МСЕ. Втрати резонансного елемента враховувались введенням ефективного тангенса кута діелектричних втрат  $\text{tg} \delta_{eff2} = \epsilon''_{eff2} / \epsilon'_{eff2}$ , де  $\epsilon'_{eff2}$  — дійсна, а  $\epsilon''_{eff2}$  — уявна частини ефективної діелектричної проникності резонансного відрізка лінії. Параметри  $\text{tg} \delta_{eff2}$  та  $C_2$  підбирались шляхом розв'язання задачі апрокси-

мації:  $\min_{\text{tg} \delta_{\text{eff}2}, C_2} \left( \sum_{i=1}^n (S_{11}^{\text{Circ.model}}(f_i) - S_{11}^{\text{FEM}}(f_i)) (S_{11}^{\text{Circ.model}}(f_i) - S_{11}^{\text{FEM}}(f_i))^* \right)$ , де  $S_{11}^{\text{Circ.model}}(f_i)$  –

комплексний коефіцієнт відбиття на частоті  $f_i$ , що розрахований за формулою (3),  $S_{11}^{\text{FEM}}(f_i)$  – комплексний коефіцієнт відбиття на цій же частоті, який обчислено тривимірним МСЕ,  $n$  – кількість частотних точок.

Комплексні коефіцієнти відбиття, що розраховано тривимірним МСЕ та за формулою (3) представлено на рис. 16.

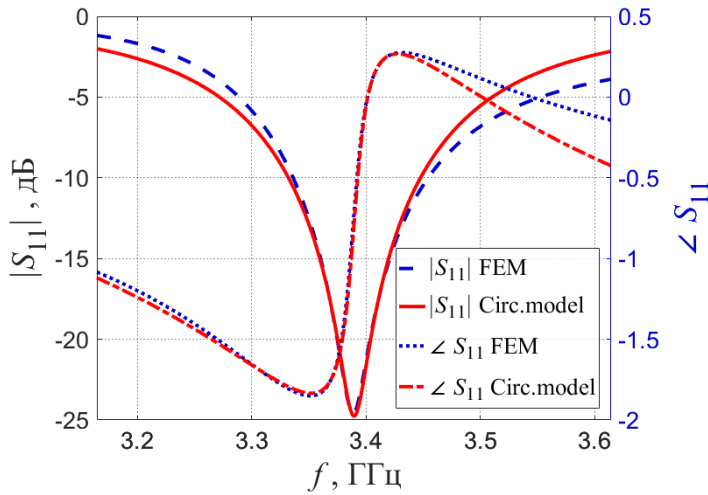


Рис. 16. Частотна залежність амплітуди та фази коефіцієнта відбиття мікросмужкового резонансного елемента

(робочий діапазон частот), енергетичні (ефективність випромінювання, зворотні втрати, коефіцієнт корисної дії) та випромінювальні (коефіцієнт підсилення, діаграма спрямованості), а також вплив параметрів резонаторів на перелаштування характеристик антенних елементів.

Завдяки тому, що діелектричні резонатори з нижчим  $TE_{018}$  типом коливань легко збуджуються в лініях передачі магнітною складовою поля, то як елементи фідерних трактів можна використовувати мікросмужкову, коаксіальну лінії або прямокутний хвильовод. Було розглянуто хвильоводний спосіб збудження, що є простим і привабливим за рахунок того, що резонатор легко розміщується в передавальному тракті без додаткових елементів зв'язку, легко узгоджується з ним, а також здатний забезпечити електромагнітне випромінювання великої потужності. У хвильовідних конструкціях діелектричних резонаторних антен СДР збуджується або в режимі біжучої, або стоячої хвилі, рис. 17. В першому випадку СДР циліндричної форми встановлюється в центрі не випромінюючої апертури в торці короткозамкненого прямокутного металевих хвильоводу. Розміри прямокутного отвору кілька перевищують розміри СДР, однак, є значно меншими в порівнянні з розмірами стінки хвильоводу.

Резонансні частоти СДР, властивості перелаштування якого було розглянуто вище, є центральними робочими частотами ДРА. Ці робочі частоти на декілька відсотків зміщуються в порівнянні з раніше розглянутою конструкцією експериментального стенда (рис. 7), в якій СДР розташовано в центрі регулярного хвильовода, що пов'я-

Результати, які отримано з аналізу еквівалентної схеми, задовільно узгоджуються з тими, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі та розв'язано тривимірним МСЕ. Використання еквівалентної схеми дозволяє спростити процес проектування антенного елемента на основі такого резонатора та оптимізувати його характеристики.

У четвертому розділі розглянуто перелаштовувані антенні елементи на основі СДР та мікросмужкових резонаторів. Досліджено основні характеристики антенних елементів: частотні

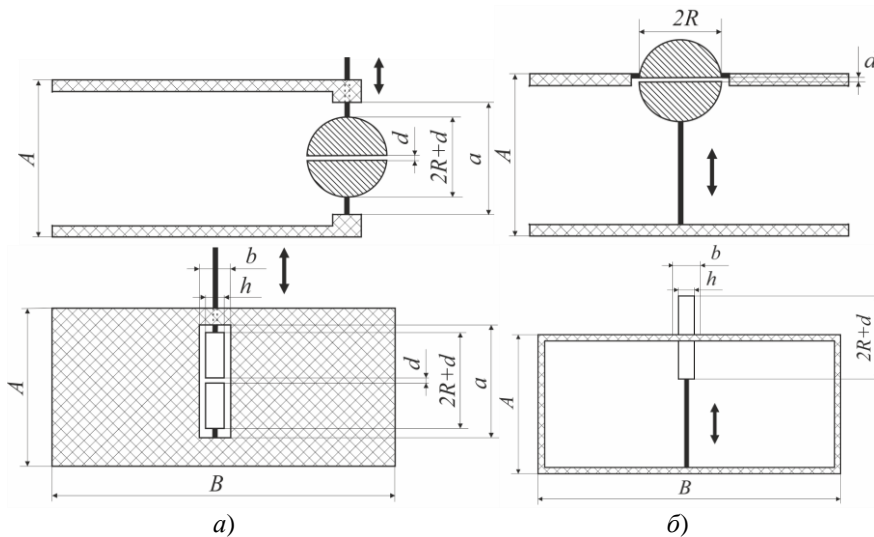


Рис. 17. Хвильоводна конструкція ДРА в режимі стоячої (а) та біжучої (б) хвилі

випромінювання, нормовану до його початкового значення за відсутності повітряного проміжку  $\epsilon_0$  в залежності від відносного до поперечного розміру резонатора повітряного проміжку між його частинами та різних співвідношень поперечних та повздовжніх розмірів резонатора.

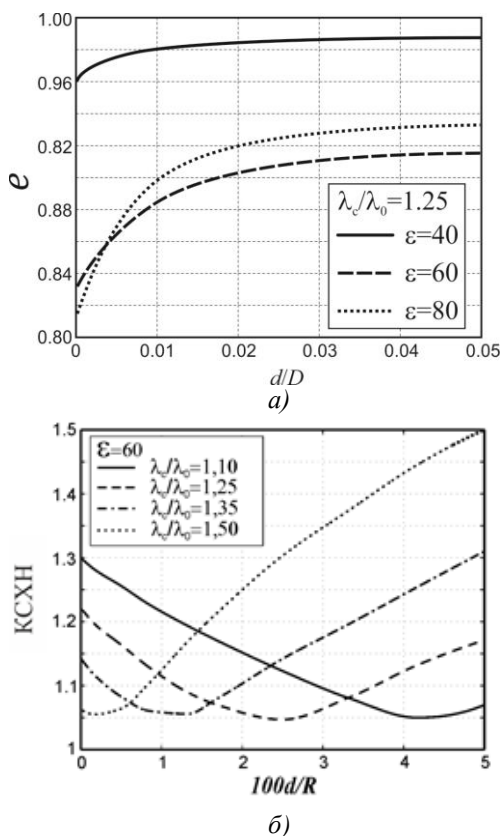


Рис. 18. Залежність ефективності випромінювання (а) та КСХН (б) антени до нормованого розміру повітряного проміжку між частинами СДР

зано з близьким розташуванням металевих поверхонь до торцевої стінки резонатора та збуренням власного поля СДР.

Ефективність випромінювання є однією з основних випромінюючих характеристик антен, разом з діаграмою спрямованості (ДС), що визначає співвідношення випромінюваної в простір енергії до енергії втрат. На рис. 18 а), б) представлено ефективність

Наявність повітряного проміжку в СДР призводить до зростання власної добротності резонатора та до підвищення ефектності випромінювання. Збільшення діелектричної проникності матеріалу і відношення товщини резонатора до його радіуса призводить до зростання власної добротності і, відповідно, до поліпшення ефективності випромінювання.

Для ДРА початкове значення ефективності за відсутності повітряного проміжку між частинами резонатора зменшується зі зростанням діелектричної проникності матеріалу. Проте, вона зростає під час перелаштування в більший мірі ніж у резонаторів з меншою діелектричною проникністю. Відносний приріст ефективності випромінювання є більшим у випадку зростання відношення поперечного розміру резонатора до його повздовжнього розміру. А отже, умови підвищення чутливості до перелаштування робочої частоти також призводять до збільшення ефективності випромінювання ДРА.

ККД антени  $\eta$  визначається ефективністю випромінювання та зворотними втратами, що визначають узгодженість фідера з СДР. Цю узгодженість часто характеризують за допомогою КСХН (рис. 18 б). КСХН на вході фідера залежить як від параметрів резонатора, так і від розмірів хвильоводу, що

впливають на критичну довжину хвилі  $\lambda_c$ . Параметри резонатора обираються таким чином, щоб резонансна довжина хвилі  $\lambda_0$  у всьому діапазоні перелаштування буда меншою ніж критична довжина хвилі хвилеводу  $\lambda_c$ . КСХН має екстремальний характер, зменшуючись на початкових ділянках перелаштування та збільшуються після досягнення точки мінімуму.

Такий характер залежності зворотних втрат обмежує діапазон перелаштування, в якому забезпечується задовільне узгодження фідера з випромінювачем та мінімально допустимий ККД. Діапазон задовільного узгодження залежить від діелектричної проникності матеріалу СДР та розмірів хвилеводу. Враховуючи збільшення ефективності випромінювання під час збільшення робочої частоти, допустимий ККД можна забезпечити в більш широкому діапазоні зміни робочих частот.

Розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання (рис. 19) є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти розглянутих антенних елементів, а незначна зміна ДС зумовлено виключно деяким збільшенням коефіцієнта підсилення, який визначається ефективністю випромінювання антени.

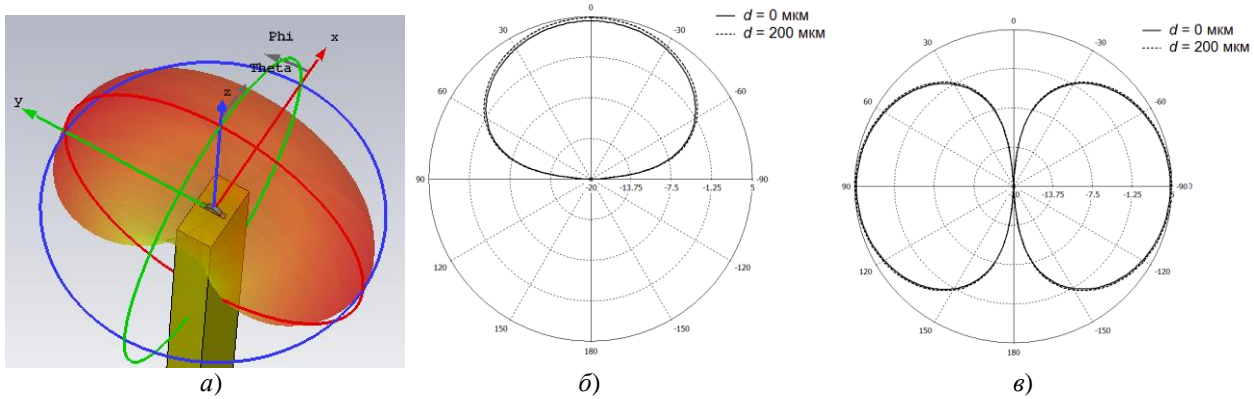


Рис. 19. Діаграма спрямованості хвилеводної ДРА: розподіл напруженості електричного поля у просторі (а) та у площинах  $\varphi = 0$  (б) і  $\theta = \pi / 2$  (в)

Досліджено властивості перелаштовуваного мікросмужкового резонатора, як антенного елемента, робочі частоти якого співпадають з резонансними частотами резонатора.

Початкове значення ефективності випромінювання МСА є більшими, коли вони сформовані на підкладках з меншим значенням діелектричної проникності матеріалу. За рахунок збільшення повітряного проміжку між випромінювачем та підкладкою ефективна діелектрична проникність зменшується, то, поряд зі зменшення дисипативних втрат, це призводить до підвищення ефективності випромінювання під час перелаштування робочої частоти МСА.

ККД залежить від ефективності випромінювання антенного елемента та його узгодження з фідером. У разі повного узгодження антенного елемента з лінією живлення досягаються мінімальні зворотні втрати, а КСХН стає близьким до одиниці.

У разі збільшення зазору між випромінювачем та підкладкою зменшується ефективна діелектрична проникність антенного елемента та збільшується його характеристичний опір, що може призводити до підвищення коефіцієнта відбиття, а відтак і зростання втрат. Однак, у той же час ефективність випромінювання зростає в процесі

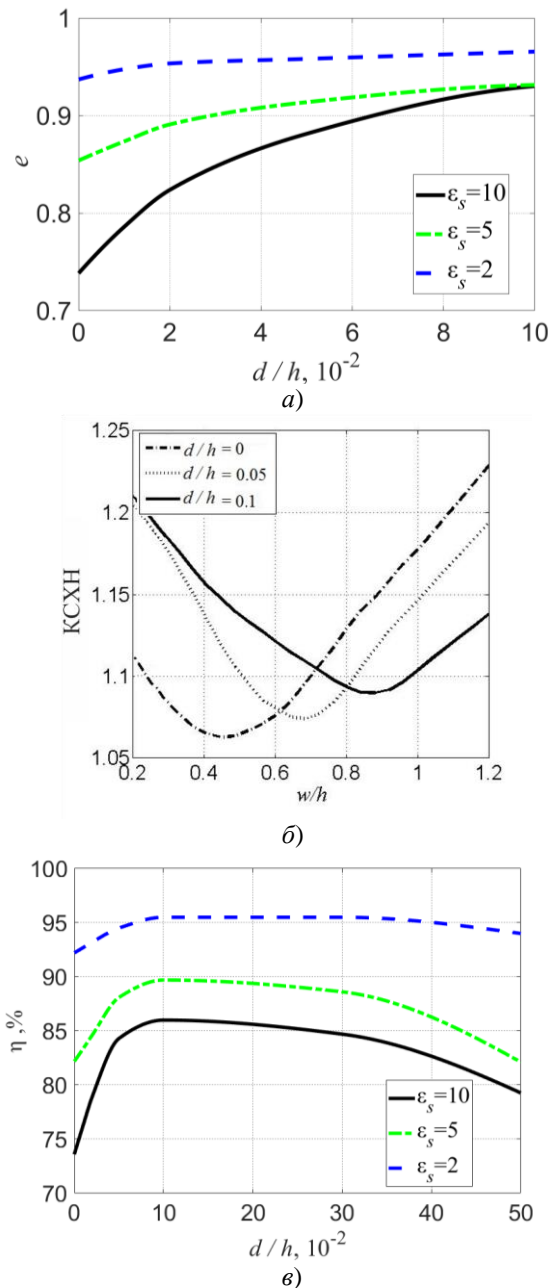


Рис. 20. Залежність ефективності випромінювання від нормованого розміру повітряного проміжку  $d$  між випромінювачем та підкладкою для  $W/h = 20$  (а), КСХН від ширини сигнального електрода фідера (б) та ККД МСА (в)

втрати в заданому діапазоні перелаштування.

Показано, що розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти розглянутих антенних елементів, а незначна зміна діаграми спрямованості зумовлена виключно деяким збільшенням коефіцієнта підсилення, який визначається ефективністю випромінювання антени.

перелаштування, що компенсує зворотні втрати у діапазоні задовільного узгодження, в якому підтримується допустимий ККД (рис. 20).

Оскільки, узгодження залежить не тільки від антенного елемента, а й від характеристичного опору фідера, який залежить від співвідношення між шириною фідера і товщиною підкладки (рис. 20), то його можна підібрати за рахунок зміни ширини лінії живлення  $w$  таким чином, щоб забезпечити оптимальне узгодження в діапазоні перелаштування.

Оцінку узгодження фідеру з антеною можна отримати за формулою (3). Тому для вибору оптимальної ширини фідера можна розв'язати задачу оптимізації:

$$\min_w \left( \int_{f_1}^{f_2} |S_{11}(W, L, h, w, \epsilon_s, f)| df \right),$$

де  $f_1, f_2$  визначають робочий діапазон частот, а  $S_{11}(W, L, h, w, \epsilon_s, f)$  розраховується за формулою (3).

Як показано раніше, ширина лінії живлення впливає не тільки на узгодження, а й центральну частоту та її перелаштування. Тому процедура оптимізації потребує коригування також значень  $W, L$ , щоб забезпечити умову  $f \in [f_1, f_2]$ . Програмне забезпечення процедури оптимізації було впроваджено у компанії Tescom Co. Ltd..

Оскільки під час перелаштування робочої частоти МСА характеристичний опір випромінювача змінюється, то це може призводити до появи неузгодженості характеристичних опорів випромінювача та фідера і зростання зворотних втрат, а отже зменшення ККД. На основі запропонованої еквівалентної схеми мікросмужкового резонатора розроблено метод знаходження оптимальної ширини фідера, яка забезпечує мінімальні зворотні



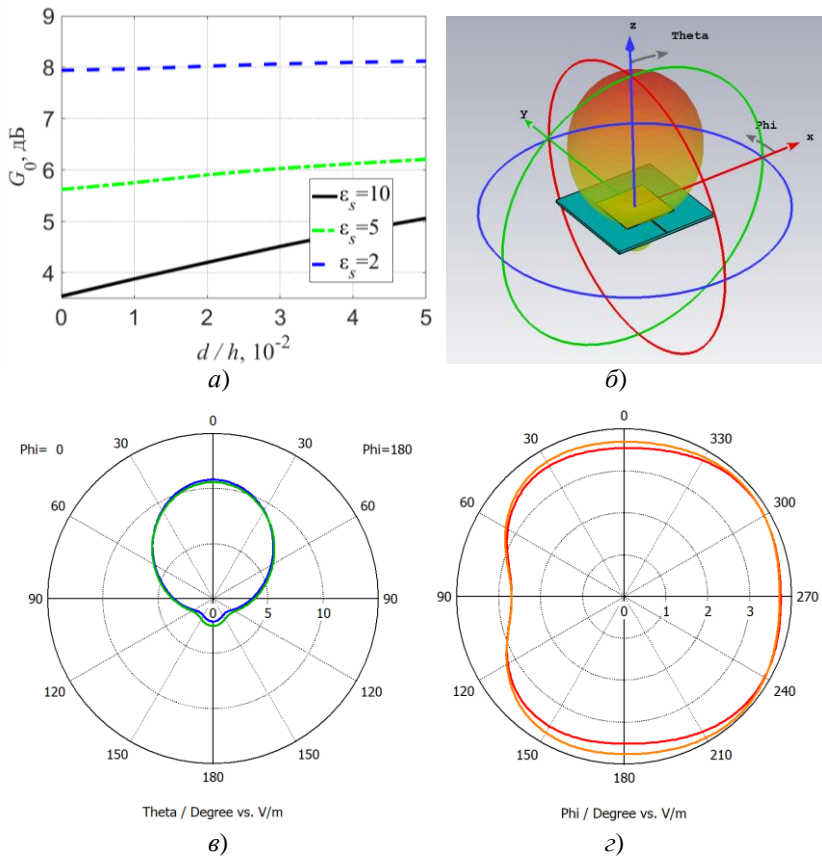


Рис. 21. Коефіцієнт підсилення (а) та діаграма спрямованості прямокутної МСА: розподіл напруженості електричного поля у просторі (б) та у площинах  $\phi = 0$  (в) і  $\theta = \pi/2$  (г)

характерна наявність ненульової компоненти електричного поля, нормальної до границі поділу діелектрик-повітря. Для таких мод наявність повітряного проміжку між пластинами призводить до суттєвого перерозподілу електромагнітного поля і, як результат, до зміни резонансної частоти. Діапазон перелаштування резонансної частоти росте зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу та зі зменшенням добутку товщини діелектричної пластини на хвильове число, що визначає розподіл електромагнітного поля у площині, яка паралельна пластині. Власна добротність одновимірного діелектричного резонатора збільшується за рахунок перерозподілу електромагнітного поля на користь повітряного проміжку, у якому втрати, практично, відсутні. Тому досліджений спосіб перелаштування не вносить додаткових втрат і, щонайменше, не знижує власну добротність резонатора. Експериментально та теоретично доведено, що закономірності, які встановлено для одновимірної структури справедливі і для тривимірного складеного діелектричного резонатора.

3. Запропоновано конструкцію мікромеханічно перелаштовуваного мікросмужкового резонатора, як кінцевого навантаження мікросмужкової лінії. Перелаштування здійснювалося за рахунок переміщення сигнального електроду над підкладкою. Оскільки повітряний проміжок створює діелектричну неоднорідність, яка розташована перпендикулярно вектору напруженості електричного поля, то переміщення сигнального електроду збурює електромагнітне поле і, як наслідок, зміщує резонансну частоту. Показано, що діапазон перелаштування резонансної частоти можна розши-

## ВИСНОВКИ

В дисертації проведено теоретичне обґрунтування та експериментальні дослідження мікромеханічно перелаштовуваних антенних елементів НВЧ на основі діелектричних та мікросмужкових резонаторів, зокрема:

1. Методом часткових областей аналітично розв'язано електродинамічну задачу для одновимірного діелектричного резонатора, який складається з двох паралельних нескінченних діелектричних пластин з повітряним проміжком між ними та придатний для мікромеханічного керування частотою за рахунок переміщення пластин одна відносно одної.

2. Показано, що для перелаштування одновимірного діелектричного резонатора придатні тільки такі моди, для яких хара-

рити шляхом підвищення діелектричної проникності та зменшення висоти підкладки МСЛ.

4. Запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, включеного як кінцеве навантаження лінії. Параметри компонентів схемної моделі знаходились з розв'язку електродинамічної задачі двовимірним методом скінчених елементів. Результати, які отримано з аналізу схемної моделі, задовільно узгоджуються з тими, що отримано на основі строгої електродинамічної моделі. Використання схемної моделі дозволяє спростити процес проектування антенного елемента на основі такого резонатора та оптимізувати його характеристики.

5. Запропонований спосіб мікромеханічного перелаштування діелектричних резонаторних та мікросмужкових антенних елементів дозволяє змінювати їх робочі частоти на декілька десятків відсотків відносно початкових значень за рахунок мікропереміщень складових частин резонаторів. Закономірності впливу електрофізичних та геометричних параметрів резонансних елементів на їх перелаштування за частотою виконуються і для антен, в яких вони є складовими частинами. Електромеханічне перелаштування робочої частоти антенних елементів може бути досягнуто використанням п'єзоелектричних актюаторів.

6. Показано, що розподіл електромагнітного поля в дальній зоні випромінювання є практично незмінним у процесі перелаштування робочої частоти антенних елементів, а незначна зміна діаграми спрямованості зумовлена виключно деяким збільшенням коефіцієнта підсилення, який визначається сумарною ефективністю антени.

7. Встановлено, що ефективність випромінювання антенних елементів підвищується у разі збільшення товщини повітряного проміжку між частинами перелаштовуваних резонансних елементів, що пов'язано зі збільшенням власної добротності структури. Для мікросмужкових антенних елементів додатковим фактором цього явища є зменшення ефективної діелектричної проникності випромінювача. Для розглянутих типів антенних елементів умови підвищення чутливості робочої частоти до зміни повітряного проміжку між їх частинами також призводять до приросту ефективності випромінювання.

8. Встановлено, що зворотні втрати у розглянутих антенних елементах мають екстремальний характер. Їх збільшення пов'язано з порушенням умов узгодження характеристичного опору фідера з параметрами випромінювача, що обмежує діапазон перелаштування, в якому забезпечується мінімально допустимий ККД. Запропоновано та впроваджено методи знаходження оптимальних геометричних та електрофізичних параметрів випромінювачів та фідерів, що забезпечує мінімальні зворотні втрати в заданому діапазоні перелаштування.

#### **Список опублікованих праць за темою дисертації:**

1. А. А. Волошин, Б. Б. Працюк, и Ю. В. Прокопенко, "Особенности реализации алгоритма простого сопряжения Bluetooth-устройств", *Электроника и связь*, №4(57), с. 192-197, 2010 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).

2. Б. Б. Працюк, А. А. Волошин, и Ю. В. Прокопенко, "Перестраиваемый кольцевой металлодиэлектрический резонатор", *Электроника и связь*, №3(56), с. 42-45,

2010 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).

3. A. Voloshyn, Yu. Prokopenko, "Alteration and radiation characteristics of frequency tunable ring DRA," *Electronics and communications*, vol. 19, no. 5(82), pp. 17-21, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).

4. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Частотно-перестраиваемая цилиндрическая диэлектрическая резонансная антенна, возбуждаемая волноводом", *Электроника и связь*, т. 19, № 6(83), с. 119-125, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).

5. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, та Ю. М. Поплавко, "Исследование частотных характеристик перестраиваемой микрополосковой антенной структуры", *Электроника и связь*, №4(81), с. 15-22, 2014 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Google scholar, Index Copernicus Journals Master List).

6. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Перелаштовуваний резонатор, як кінцеве навантаження мікросмужкової лінії", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 4(24), с. 6-12, 2019 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Directory of Open Access Journals (DOAJ), Google scholar).

7. А. О. Волошин, А. С. Чернов, І. П. Голубєва, та інші, "Одновимірна неоднорідна діелектрична структура, як перелаштовуваний резонатор", *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, № 5(25), с. 6-17, 2019 (включений до міжнародних наукометричних баз Scientific Indexing Services (SIS), Directory of Open Access Journals (DOAJ), Google scholar).

8. А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перестроювана діелектрична резонансна антена", *патент на корисну модель №130905*, Гру. 26, 2018, бюл. № 24.

9. А. О. Волошин, Ю. В. Прокопенко, та В. А. Казміренко, "Частотно-перелаштовувана мікросмужкова антена", *патент на корисну модель №135152*, Черв. 25, 2019, бюл. № 12.

10. A. Voloshyn, and Yu. Prokopenko, "Frequency-tunable ring dielectric resonator antenna excited by waveguide", in *Proc. 34th International Scientific Conf. Electronics and nanotechnology*, Kyiv, 2014, pp. 58-61.

11. A. A. Voloshyn, Yu. V. Prokopenko, and Yu. M. Poplavko, "Tunable cylindrical dielectric resonator antenna: designs and parameters", in *Proc. 23rd Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*, Sevastopol, 2013, pp. 620-621.

12. А. А. Волошин, Н. А. Руда, Ю. В. Прокопенко, и Ю. М. Поплавко, "Антенные элементы на основе многослойных диэлектрических структур", на *XIII международ. конф. Физика диэлектриков. Диэлектрики – 2014*, Санкт-Петербург, 2014, с. 162-165.

13. А. С. Чернов, А. О. Волошин, В. А. Казміренко, та Ю. В. Прокопенко, "Метод розрахунку характеристик ТЕ типів коливальних смужкових ліній", на *міжнародному науково-технічному симпозиумі "Теоретичні та прикладні аспекти новітніх техно-*



логій інфокомунікацій", Вишків-Карпати-2019, с.Вишків Долинського району Івано-Франківської обл., 13 – 17 січня, 2019.

## АНОТАЦІЇ

**Волошин А.О. Мікромеханічно перелаштовувані антенні елементи НВЧ. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.**

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.27.01 "Твердотільна електроніка". – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

Дисертаційна робота присвячена розробленню способів мікромеханічного перелаштування робочої частоти діелектричних резонаторних та мікросмужкових антенних елементів, що ґрунтуються на перерозподілі електромагнітного поля внаслідок мікропереміщень складових частин резонаторів та, на відміну від існуючих способів, забезпечують перелаштування частоти в діапазоні до 30 відсотків без внесення додаткових дисипативних втрат електромагнітної енергії. На відміну від електричних, магнітних і оптичних способів перелаштування, мікромеханічний спосіб не вносить додаткових втрат та відрізняється широким діапазоном перелаштування.

Встановлено закономірності впливу електрофізичних та геометричних параметрів антенних елементів на частотні, енергетичні та випромінювальні характеристики антен, а також сформульовано умови підвищення чутливості робочої частоти до переміщень та розширення діапазону перелаштування частот.

На основі аналітичного розв'язку електродинамічної задачі для одновимірної діелектричної неоднорідності встановлено закономірності перелаштування резонансної частоти за рахунок переміщення складових частин діелектричного резонатора. Встановлені закономірності узагальнено теоретичними та експериментальними дослідженнями тривимірних діелектричних резонансних структур.

На основі теорії кіл з розподіленими параметрами запропоновано схемну модель мікросмужкового резонатора, включеного як кінцеве навантаження лінії, що спрощує процес проектування антенного елемента та оптимізації його характеристик.

**Ключові слова:** мікрохвильовий антенний елемент, мікромеханічне перелаштування робочої частоти, діелектричний резонатор, мікросмужковий резонатор, ефективна діелектрична проникність.

**Voloshyn A. A. Micromechanically tunable UHF antenna elements. – A qualifying scientific work as a manuscript.**

The thesis for Ph.D. degree (technical sciences) on 05.27.01 specialty "solid-state electronics". – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2020.

The thesis is devoted to the development of methods of micromechanical tuning of the antenna elements operating frequency on the basis of dielectric resonators and microstrip lines and to establish dependencies of influence of electrophysical and geometric parameters of antenna elements on the frequency, energy and radiation characteristics of antennas. Unlike electrical, magnetic and optical tunable methods, the micromechanical

method does not introduce additional losses, has a wide tuning range, and allow combining the advantages of electrical and mechanical methods using modern electric actuators.

To determine the features of micromechanical tuning of dielectric resonators, a system of two parallel infinite dielectric plates with an air gap between them is considered, which is the simplest dielectric resonance structure suitable for electromechanical control using electric actuators. The electrodynamic problem for one-dimensional dielectric heterogeneity is solved analytically in terms *LM*- and *LE*-modes using the method of partial domains. The problem is reduced to the problem of eigenvalues and eigenvectors. Eigenvalues determine the resonant frequencies of the corresponding types of oscillations, and eigenvectors determine the amplitudes of the electromagnetic field components in partial regions. The dependencies of resonance frequency tuning due to the displacement of composite parts of the dielectric resonator are established. Based on the analysis of the influence of electrophysical and geometrical parameters on the frequency and energy characteristics of the resonator, the conditions for increasing the resonance frequency sensitivity to displacements and broadening the frequency tuning range are formulated. The established dependencies are generalized by theoretical and experimental studies of three-dimensional dielectric resonance structures.

The relation between the tuning range and the sensitivity of the resonant frequency change to the micro-displacements of the signal electrode from the parameters of the microstrip resonator turned on as the final load of the microstrip line is established. Based on the theory of distributed circuits, a circuit model of a microstrip resonator is proposed. The parameters of the circuit model components are obtained solving the electrodynamic problem by the two-dimensional finite element method. The circuit model analysis results are in good agreement with obtained based on a rigorous electrodynamic model and solved by the three-dimensional finite element method. The circuit model simplifies the process of designing an antenna element based on such resonator and optimizes its characteristics.

The investigation of energy and radiation characteristics of dielectric resonator and microstrip antennas shows non-degradation of characteristics while operating frequency tuning. The radiation efficiency of antenna elements increases while the increase in the thickness of the air gap between the parts of the tunable resonant elements due to an increase in the unloaded *Q*-factor of the structure because of the redistribution of the electromagnetic field energy in favor of an air gap where are practically no losses. Since the input impedance of the radiating element changes while tuning the operating frequency of the antennas, this can lead to the mismatch of the radiating element with the exciting feeder and an increase in reflective losses. However, given the radiation efficiency increase while the operating frequency tuning, the allowable total antenna efficiency can be ensured over a wider operating frequencies range. The method of finding the optimal width of the antenna feeder, which provides minimal reflective losses in a given tuning range, is proposed.

It is shown that the distribution of the electromagnetic field in the far-field area remains almost the same while tuning the operating frequency of the antenna elements, and a slight change in the radiation pattern is caused solely by some increase in the gain, which is determined by the radiation efficiency.

**Key words:** microwave antenna element, micromechanical frequency tuning, dielectric resonator, microstrip resonator, effective dielectric permittivity.